

PCT/JP03/15166
JP03/15166
27.11.03

31 MAY 2005

日本国特許庁 PCT/JP03/15166

JAPAN PATENT OFFICE

JP03/15166

27.11.03

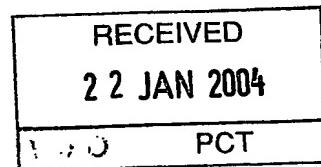
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 Date of Application: 2003年11月 6日

出願番号 Application Number: 特願2003-376428

[ST. 10/C]: [JP2003-376428]



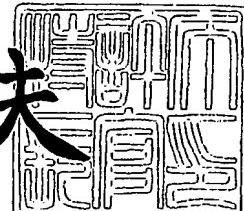
出願人 Applicant(s): 日本精工株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 8日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康夫



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2003-3109627

【書類名】

特許願

【整理番号】

NSK0351

【あて先】

特許庁長官殿

【国際特許分類】

B62D 6/00

B62D 5/04

【発明者】**【住所又は居所】**

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

【氏名】

タ カオ ミン

【発明者】**【住所又は居所】**

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

【氏名】

遠藤 修司

【特許出願人】**【識別番号】**

000004204

【氏名又は名称】

日本精工株式会社

【代理人】**【識別番号】**

100078776

【弁理士】**【氏名又は名称】** 安形 雄三**【先の出願に基づく優先権主張】****【出願番号】** 特願2002-345135**【出願日】** 平成14年11月28日**【先の出願に基づく優先権主張】****【出願番号】** 特願2002-354632**【出願日】** 平成14年12月 6日**【手数料の表示】****【予納台帳番号】** 010836**【納付金額】** 21,000円**【提出物件の目録】****【物件名】** 特許請求の範囲 1**【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 9712178

【書類名】特許請求の範囲

【請求項 1】

3以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置において、ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出部と、前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、前記相電流指令値及び前記モータ相電流に基づいて前記モータの相電流を制御する電流制御部とを具備したことを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 2】

前記ベクトル制御相指令値算出部が各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出部と、前記各相逆起電圧から逆起電圧のd軸及びq軸成分である電圧 e_d 及び e_q を算出する $d-q$ 電圧算出部と、前記電圧 e_d 及び e_q からq軸成分である電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ を算出するq軸指令電流算出部と、d軸成分である電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ を算出するd軸指令電流算出部と、前記電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ 及び $I_{d\text{ ref}}$ から各相の相電流指令値を算出する各相電流指令算出部とを有する請求項1に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 3】

前記モータが3相の場合、相電流指令値 $I_{av\text{ ref}}$, $I_{bv\text{ ref}}$, $I_{cv\text{ ref}}$ が前記電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$, $I_{q\text{ ref}}$ 及び前記モータの回転角度 θ_e に依存する定数によって算出されるようになっている請求項2に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 4】

前記電流制御部が積分制御を含んでいる請求項1に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 5】

前記モータがブラシレスDCモータである請求項1乃至4のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 6】

前記モータの電流波形又は誘起電圧が矩形波若しくは擬似矩形波である請求項1乃至5のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 7】

請求項1乃至6のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置。

【請求項 8】

ベクトル制御を用いて算出された電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ 及び $I_{q\text{ ref}}$ に基づいてモータの電流を制御するモータ駆動制御装置において、前記モータの検出された機械角速度 ω_m が前記モータのベース角速度 ω_b より高速である場合に、前記電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ が、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m により算出されることを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 9】

前記電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ は、前記トルク指令値 T_{ref} 及び $\sin\Phi$ の関数で求められ、進角 Φ は前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m から導かれるようになっている請求項8に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 10】

前記電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ は、モータ出力方程式に前記電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ を代入して算出される請求項8又は9に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 11】

前記モータが3以上の相を有するブラシレスDCモータである請求項8乃至10のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 12】

前記ブラシレスDCモータの電流波形又は誘起電圧が矩形波若しくは擬似矩形波である請求項11に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 13】

請求項8乃至12のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステア

リング装置。

【請求項14】

モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、前記矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分を $n (= 2, 3, 4, \dots)$ とした場合、振幅成分の 5 %以上の次数波成分 n を、 P を極数、 ω を実回転数として

$$n \times P / 2 \times \omega \leq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

としたことを特徴とするモータ。

【請求項15】

角度センサを備え、少なくとも前記矩形波若しくは擬似矩形波の誘起電圧波形の関数で電流波形を与えるようになっている請求項14に記載のモータ。

【請求項16】

モータ相関の電気的時定数が制御周期以上である請求項14に記載のモータ。

【請求項17】

角度推定手段を有し、前記角度推定手段からの推定角度でモータ電流波形を与えるようになっている請求項14に記載のモータ。

【請求項18】

前記電流制御の応答周波数の上限値が 1000 Hz である請求項14に記載のモータ。

e f, I q ref はそれぞれ減算回路 581, 582において、フィードバック経路の 3 相／2相座標変換部 59 で 2 相に変換された 2 相電流成分 I q, I d によってフィードバック補正される。即ち、2 相電流成分 I d, I q と、電流指令値 I d ref, I q ref との誤差が減算回路 581, 582 で演算される。その後、P I 制御部 521, 522 で、PWM 制御のデューティを示す信号が d 成分及び q 成分の形で指令値 V d 及び V q として算出され、2 相／3 相座標変換部 53 によって d 成分及び q 成分から 3 相成分 V a, V b, V c に逆変換される。そして、インバータ 55 は、3 相の指令値 V a, V b, V c に基づいて PWM 制御され、モータ 56 にインバータ電流が供給されてモータ 56 の回転を制御するようになっている。

【0015】

なお、61 は車速センサ、62 は感応領域判定回路、63 は係数発生回路、64 は基本アシスト力計算回路、65 は戻し力計算回路、66 は電気角変換部、67 は角速度変換部、68 は非干渉制御補正值計算部である。

【0016】

上述のようなベクトル制御の場合、トルク指令値 T ref 及び電気角 ω 、回転角 θ に基づいて電流指令値 I d ref, I q ref が決定される。また、モータ 56 のフィードバック電流 I u, I w が 3 相電流 I u, I v, I w に変換された後、2 相電流成分 I d, I q に変換され、その後、減算回路 582 及び 581 で 2 相電流成分 I d 及び I q と、電流指令値 I d ref 及び I q ref との誤差が演算され、その誤差が P I 制御による電流制御を実行することによってインバータ 55 への指令値 V d, V q が求められる。そして、指令値 V d, V q が 2 相／3 相座標変換部 53 で再び 3 相の指令値 V a, V b, V c に逆変換され、インバータ 55 が制御されてモータ 56 の駆動制御を行うようになっている。

【特許文献1】米国特許第 5677605 号明細書

【特許文献2】特開 2001-18822 号公報

【非特許文献1】C. C. Chan et al 「Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles」 IEEE Transaction on Industrial Electronics Vol. 43 No. 2 April 1996 page 335 Fig. 5

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

ところで、進角制御により発生する d 軸成分及び q 軸成分は、電流指令値 I q ref を位相 Φ だけ進めるだけなので、d 軸の $I q_{ref} \times \sin \Phi$ と q 軸の $I q_{ref} \times \cos \Phi$ が一定関係に縛られ、必ずしも量的なバランスが最適化されていないのである。その結果、高速回転時にモータ端子電圧が飽和し、電流指令値にモータ電流が追従できず、トルクリップルが大きくなったり、モータ騒音も大きくなる。このため、電動パワーステアリング装置としては、急速なハンドル操舵時に、ハンドルを通して異常な振動を感じたり、モータ騒音を引起こし運転手に不快感を与えるなどの不具合が生じる。

【0018】

また、上述したようなベクトル制御の場合、モータ 56 の検出電流やインバータ 55 の出力は 3 相であり、フィードバック制御系は 2 相である。このように 2 相／3 相座標変換部 53 で再び 2 相から 3 相に逆変換することによって、モータ 56 を駆動制御する必要があり、2 相／3 相変換及び 3 相／2 相変換が混在しているために制御系全体が複雑になってしまう問題がある。

【0019】

そして、モータ 56 の制御は、制御系の線形性を維持することができれば制御応答性が良好になり、制御が容易で制御目標も達成しやすい。ところが、モータ 56 の駆動制御には様々な非線形性の要因が含まれる。モータ駆動の非線形性を発生させる要因として、例えばインバータ制御のデッドタイムがある。即ち、インバータのスイッチング素子として

FETが使用されるが、FETは理想的なスイッチング素子ではなく、上下アームにおける短絡を防止するために、上下アームのFETと共にオフ状態にする期間（デッドタイム）が設けられる。このようなデッドタイムを有するFETのスイッチングにより発生するモータ電流には、スイッチング過渡状態の非線形要素が含まれることになる。また、モータ電流を検出する検出素子や検出回路などにも非線形要素が含まれる。

【0020】

このことは、例えばa相電流 I_a に発生する非線形要素が、フィードバック系の3相/2相座標変換部59におけるd-q変換によって、d軸電流成分 I_d 及びq軸電流成分 I_q に含有されてしまう。そのため、電流成分 I_d , I_q に基づいて電流制御が行われ、PI制御部522及び521からインバータ55への指令値 V_d 及び V_q が算出され、更に2相/3相座標変換部53でd相及びq相からa相、b相及びc相に逆変換され、3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c が算出される。これにより、当初a相電流 I_a に含まれていた非線形要素が、d-q変換によってインバータ55の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に拡散され、a相だけでなく、b相及びc相の指令値にも非線形要素が含まれてしまう。つまり、上記従来の制御方式の場合、モータを3相で駆動しているにも拘わらず、フィードバックの電流制御を2相で演算し、2相で決定された指令値 V_d 、 V_q を形式的に3相指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に変換して制御しているため、非線形要素が拡散してしまうのである。

【0021】

従って、上記従来のモータ制御によるとトルクリップルが大きく、モータの騒音も大きいという問題があった。また、このようなモータ制御を電動パワーステアリング装置に適用すると、ハンドル操作に追従して、正確かつ円滑にアシストすることができず、操舵時に振動を感じたり、騒音が大きくなるという問題が生じてしまう。

【0022】

本発明は上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、モータ制御に含まれる非線形要素を各相に分離した状態で制御することにより、トルクリップルが小さく、騒音ノイズの小さいモータ及びその駆動制御装置を提供すると共に、このモータ及び駆動制御装置を電動パワーステアリング装置に採用し、操舵性能を向上させ、良好な操舵感を備えた電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【0023】

更に本発明の目的は、モータの高速回転時にもモータ端子電圧が飽和せず、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さく、電動パワーステアリング装置にあってはハンドルの急速な操舵時にも、騒音も小さく、ハンドル操作が滑らかに追随できるモータ駆動制御装置及び電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0024】

本発明はモータに関し、本発明の上記目的は、モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、前記矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分をn($= 2, 3, 4, \dots$)とした場合、振幅成分の5%以上の次数波成分nを、Pを極数、 ω を実回転数として

$$n \times P / 2 \times \omega \leqq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

とすることにより達成される。

【0025】

また、本発明は3以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置に関し、ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出部と、前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、前記相電流指令値及び前記モータ相電流に基づいて前記モータの相電流を制御する電流制御部とを有することによって達成される。また、前記ベクトル制御相指令値算出部が、各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出部と、前記各相逆起電圧から逆起電圧のd軸及びq軸成分であ

る電圧 e_d 及び e_q を算出する $d-q$ 電圧算出部と、前記電圧 e_d 及び e_q から電流指令値の q 軸成分である電流指令値 $I_{q\text{ref}}$ を算出する q 軸指令電流算出部と、電流指令値の d 軸成分である電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ を算出する d 軸指令電流算出部と、前記電流指令値 $I_{q\text{ref}}$, $I_{d\text{ref}}$ から各相の相電流指令値を算出する各相電流指令算出部とを有することによって達成される。また、前記モータが3相の場合、相電流指令値 $I_{av\text{ref}}$, $I_{bv\text{ref}}$, $I_{cv\text{ref}}$ が、前記電流指令値 $I_{d\text{ref}}$, $I_{q\text{ref}}$ 及び前記モータの回転角度 θ_e に依存する定数によって算出されることによって達成される。

【0026】

本発明の上記目的は、前記電流制御回路が積分制御を含むことによって、或いは前記モータがブラシレスDCモータであることによって、或いは前記モータの電流が矩形波若しくは擬似矩形波であることによって、或いは前記モータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置によって、より効果的に達成される。

【0027】

更に、本発明は、ベクトル制御を用いて算出された電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ 及び $I_{q\text{ref}}$ に基づきモータの電流を制御するモータ駆動制御装置に関し、前記モータの検出された機械角速度 ω_m が前記モータのベース角速度 ω_b より高速である場合に、前記電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ が、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m により算出されることによって達成される。

【0028】

本発明の上記目的は、前記電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ が前記トルク指令値 T_{ref} 及び $s_i \sin \Phi$ の関数で求められ、進角 Φ が前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m から導かれることによって、或いは前記トルク指令値 $I_{q\text{ref}}$ がモータ出力方程式に前記トルク指令値 $I_{d\text{ref}}$ を代入して算出されることによって、或いは前記ブラシレスDCモータのモータ電流が矩形波電流若しくは擬似矩形波電流であることによって、より効果的に達成される。

【発明の効果】

【0029】

上述のように、本発明のモータによれば、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルが少なく、またモータ騒音が小さい効果があり、さらに、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追随してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる優れた効果がある。

【0030】

また、本発明に係る電動パワーステアリング装置によると、ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御するPVC制御を用いることにより、ブラシレスDCモータを小型で、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さくなるように制御できるモータ駆動制御装置を提供でき、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる。

【0031】

更に本発明のモータによれば、 n 次高調波の周波数が電流制御の応答周波数の上限値以下となっているため、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧で駆動してもトルクリップルが小さく、小型で騒音の小さいものとなる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

以下に、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【0033】

本例では3相ブラシレスDCモータについて説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他のモータについても同様に本発明を適用することができる。

【0034】

図4に示すように本発明に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2

と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、上下端部の軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され、かつ3相の励磁コイル6a、6b及び6cが巻き付けられたステータ6とを具備し、回転軸4及び永久磁石5によってロータ7を構成している。このロータ7の回転軸4の一端近傍には、位相検出用のリング状永久磁石8が固定され、この永久磁石8は、周方向に等間隔で交互にS極とN極に着磁されている。

【0035】

ハウジング2内の軸受3bが配設された側の端面には、ステー9を介してリング状の薄板で成る支持基板10が配設されている。この支持基板10には、永久磁石8に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータ位置検出器11が固定されている。なお、ロータ位置検出器11は図5に示すように、実際には励磁コイル6a～6cの駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間して複数設けられている。ここで、励磁コイル6a～6cは、ロータ7の外周面を電気角で120度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル6a～6cのコイル抵抗は全て等しくなるようになっている。

【0036】

また、ロータ位置検出器11は、対向する永久磁石8の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。ロータ位置検出器11は、永久磁石8の磁極によって変化することを利用してロータ7の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述するベクトル制御相電流指令値算出部20が、3相励磁コイル6a～6cに対して2相同時に通電しながら、励磁コイル6a～6cを1相ずつ順次切り換える2相励磁方式によって、ロータ7を回転駆動させるようになっている。

【0037】

そして、モータ1の駆動制御は、モータ電流として矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又はモータ誘起電圧として矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧を用いて制御する。

【0038】

ここで、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は誘起電圧の矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧で制御するのは、正弦波電流又は正弦波電圧と比較すると、電流ピーク値又は電圧ピーク値が同じであれば、矩形波電流又は矩形波電圧の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができるからである。その結果、同性能のモータを作成する場合、モータ電流として矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又はモータ誘起電圧として矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は誘起電圧の矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧による制御は、正弦波電流又は正弦波電圧による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

【0039】

電流（I_d）制御によって制御されるモータ電流波形の一例を図6に示す。図6(A)は、比較的モータ1が低速回転で電流（I_d）制御による弱め界磁制御が無い場合（I_{dref}=0）のモータ電流波形を示し、図6(B)はモータ1が高速回転で電流（I_d）制御による弱め界磁制御が有る場合のモータ電流波形を示している。図6(A)はモータ電流波形であり、これに対応する誘起電圧の波形は図7(A)に示すような矩形（台形）波となっている。図7(A)の誘起電圧の波形に対して、I_d=0のときの実際の電流波形は図7(B)（図6(A)に対応）になり、I_d=10[A]のときの実際の電流波形は図7(C)（図6(B)に対応）になる。本発明で意味する矩形波電流又は矩形波電圧とは、な完全な矩形波（台形波）とは異なり、図6(A)又は図7(B)のような凹部や図6(B)又は図7(C)のようなピークを持った波形、或いは図7(A)のような電流波形（擬似矩形波電流）又は電圧波形（擬似矩形波電圧）を含むものである。

【0040】

本発明に係るモータはn（=2, 3, 4, …）次高調波の電流又は電圧で駆動され、n次高調波の周波数が電流制御の応答周波数の上限値（例えば1000Hz）以下となって

いる。即ち、モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分を n ($= 2, 3, 4, \dots$) とした場合、振幅成分の 5 % 以上の次数波成分 n が、下記数 3 で表わされる、
[数 3]

$$n \times P / 2 \times \omega \leq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

P は極数、 ω は実回転数である。

この場合、角度センサを設け、少なくとも矩形波又は擬似矩形波の誘起電圧波形の関数で電流波形を与えるようにする。モータ相関の電気的時定数を制御周期以上としても良く、角度推定手段を設け、この角度推定手段からの推定角度でモータ電流波形を与えるようにしても良い。

【0041】

振幅成分の 5 % 以上の次数波成分 n に対して、上記数 3 で設定する理由は下記による。電流指令値に電流制御部で応答できない次数波成分 n が乗ると、モータのトルクリップルとして現れる。モータのトルクリップルが 10 % 以内であれば、トルク制御系でハンドルに感じないようにすることは知られている（例えは特許第 3298006 号）。従って、電流値（トルク）で 10 % 以下になるように、逆起電圧の高次数波成分を決めることができる。逆起電圧と電流に含まれる高次数波成分の関係は、ベクトル制御（又は擬似ベクトル制御）の態様によって一意には求められないが、実験的に振幅成分の 5 % 以下であれば電流値（トルク）で 10 % 以下になることが知見された。

【0042】

また、電動パワーステアリングでは通常 20 KHz の PWM 制御を行っているが、20 KHz より低周波になるとモータ騒音が問題になり、20 KHz より高周波になると電磁放射ノイズや発熱の問題が生じる。これは駆動手段としての FET の性能に左右され、20 KHz の PWM 制御では 1/20 の 1000 Hz が電流制御の応答周波数の上限値となり、40 KHz の PWM 制御では 1/20 の 2000 Hz が電流制御の応答周波数の上限値となる。

【0043】

このような特性のモータ（極数 P ）に対して、本発明では図 8 に示すようなモータ駆動制御装置を構成する。即ち、本発明のモータ駆動制御装置はベクトル制御相電流指令値算出部 20 と、ベクトル制御相電流指令値算出部 20 からの電流指令値 I_{avref} , I_bvref , I_cvref と、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 からのモータ相電流 I_a , I_b , I_c とに基づいて各相電流誤差を求める減算回路 20-1, 20-2, 20-3 と、比例積分制御を行う PI 制御部 21 とを備え、PWM 制御部 30 の PWM 制御によってインバータ 31 からモータ 1 に各相指令電流が供給され、モータ 1 の回転駆動を制御するようになっている。破線で示す領域 A は電流制御部を構成している。

【0044】

本実施例ではベクトル制御相指令値算出回路 20において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御 d 、 q 成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換すると共に、フィードバック制御部で d 、 q 制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にしている。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を擬似ベクトル制御（Pseudo Vector Control。以下、「PVC 制御」とする。）と呼ぶ。

【0045】

なお、本実施例の電流制御部 A は、モータ 1 の各相電流指令値 I_{avref} , I_bvref , I_cvref とモータ相電流 I_a , I_b , I_c とから各相電流誤差を求める減算回路 20-1, 20-2, 20-3 と、その各相電流誤差を入力とする PI 制御部 21 とで構成されている。また、インバータ 31 とモータ 1 との間に、モータ電流検出回路として電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 が配され、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 で検出したモータの各相電流 I_a , I_b , I_c を減算回路 20-1, 20-2

、20-3に供給するフィードバック回路Bが形成されている。

【0046】

また、ベクトル制御相電流指令値算出部20は、各相逆起電圧算出部としての換算部101と、d軸及びq軸電圧算出部としての3相/2相変換部102と、q軸の電流指令値 $I_{q\text{ ref}}$ を算出するq軸指令電流算出部103と、各相電流指令算出部としての2相/3相変換部104と、d軸の電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ を算出するd軸指令電流算出部105と、トルク指令値 T_{ref} からモータのベース角速度 ω_b を換算する換算部106とを備え、レゾルバなどのロータ位置検出器11によって検出されたロータ7の回転角度 θ_e と、回転角度 θ_e を微分回路24で算出した電気角速度 ω_e とで成るロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 T_{ref} とを受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。ロータ位置検出器11は角度センサとしての機能を有しており、角度推定手段に置き換えることも可能である。

【0047】

トルク指令値 T_{ref} はq軸指令電流算出部103、換算部106及びd軸指令電流算出部105に入力され、回転角度 θ_e は換算部101、3相/2相変換部102及び2相/3相変換部104に入力され、電気角速度 ω_e は換算部101、q軸指令電流算出部103及びd軸指令電流算出部105に入力される。

【0048】

このようなPVC制御を用いたモータ駆動制御装置の構成において、モータ1の駆動制御は以下のように行われる。

【0049】

先ず、ベクトル制御相電流指令値算出部20でロータ7の回転角度 θ_e 及び電気角速度 ω_e を換算部101に入力し、換算部101に格納されている換算表に基づいて各相の逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c が算出される。逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c はn次高調波の矩形波若しくは擬似矩形波であり、n次高調波の周波数はモータの電気角速度にnを乗じたものである。モータの電気角速度は、モータの実速度を ω とすると、 $P/2 \times \omega$ で表わされる。次に、逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c はd-q電圧算出部としての3相/2相変換部102で、下記数4及び数5に基づいて、d軸及びq軸成分の電圧 e_d 及び e_q に変換される。

【0050】

【数4】

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C_1 \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

【0051】

【数5】

$$C_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

次に、本発明の重要なポイントであるd軸の電流指令値 $I_{d\text{ ref}}$ の算出方法について説明する。

【0052】

d 軸電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ は、換算部 106 からのベース角速度 ω_b 、微分回路 24 からの電気角速度 ω_e 、トルクセンサからのトルク指令値 T_{ref} を入力として d 軸指令電流算出部 105 で下記数 6 に従って算出される。ただし、 K_t はトルク係数、 ω_b はモータのベース角速度で、ベース角速度 ω_b はトルク指令値 T_{ref} を入力として換算部 106 で求めている。

[数 6]

$$I_{d\text{ref}} = -|T_{ref}/K_t| \cdot \sin(\cos(\omega_b/\omega_m))$$

上記数 6 の $\cos(\omega_b/\omega_m)$ の項に関し、モータの回転速度が高速回転でない場合、つまりモータ 1 の機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より低速時の場合は、 $\omega_m < \omega_b$ となるので $\cos(\omega_b/\omega_m) = 0$ となり、よって $I_{d\text{ref}} = 0$ となる。しかし、高速回転時、つまり機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より高速になると、電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ の値が現れて、弱め界磁制御を始める。数 6 に表わされるように、電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ はモータ 1 の回転速度によって変化するため、高速度回転時の制御をつなぎめなく円滑に行うことが可能であるという優れた効果がある。

【0053】

また、別の効果として、モータ端子電圧の飽和の問題に関しても効果がある。モータの相電圧 V は、一般的に

[数 7]

$$V = E + R \cdot I + L(d_i/dt)$$

で表わされる。ここで、 E は逆起電圧、 R は固定抵抗、 L はインダクタンスであり、逆起電圧 E はモータが高速回転になるほど大きくなり、バッテリ電圧などの電源電圧は固定であるから、モータの制御に利用できる電圧範囲が狭くなる。この電圧飽和に達する角速度がベース角速度 ω_b で、電圧飽和が生じると PWM 制御のデューティ比が 100% に達し、それ以上は電流指令値に追随できなくなり、その結果トルクリップルが大きくなる。

【0054】

しかし、数 6 で表わされる電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ は極性が負であり、上記数 6 の $L(d_i/dt)$ に関する電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ の誘起電圧成分は、逆起電圧 E と極性が反対となる。よって、高速回転になるほど値が大きくなる逆起電圧 E を、電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ によって誘起される電圧で減じる効果を示す。その結果、モータ 1 が高速回転になつても、電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ の効果によってモータを制御できる電圧範囲が広くなる。つまり、電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ の制御による弱め界磁制御によってモータの制御電圧は飽和せず、制御できる範囲が広くなり、モータの高速回転時にもトルクリップルが大きくなることを防止できる効果がある。

【0055】

上述の電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ の算出に関する回路系のブロック構成が図 9 である。図 9において、トルク指令値 T_{ref} は換算部 106 及びトルク係数部 105 d に入力され、モータの電気角速度 ω_e は機械角算出部 105 a に入力される。機械角算出回路 105 a はモータの電気角速度 ω_e からモータの機械角速度 $\omega_m (= \omega_e/P)$ を算出し、 \cos 算出部 105 b に入力する。また、換算部 106 は、トルク指令値 T_{ref} をベース角速度 ω_b に換算して \cos 算出部 105 b に入力し、トルク係数部 105 d はトルク指令値 T_{ref} を係数 $1/q_b (= T_{ref}/K_t)$ に換算して絶対値部 105 e に入力する。 \cos 算出部 105 c は入力された機械角速度 ω_m 及びベース角速度 ω_b を基に、進角 $\Phi = \cos(\omega_b/\omega_m)$ を算出して \sin 算出部 105 c に入力する。 \sin 算出部 105 c は、入力された進角 Φ から $\sin \Phi$ を求めて -1 倍する乗算器 105 f に入力し、乗算器 105 f は \sin 算出部 105 c からの進角 Φ と、絶対値部 105 e からの絶対値 $|1/q_b|$ を乗算して -1 倍して電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ を求める。下記数 8 によって電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ が求められ、これが d 軸指令電流算出部 105 の出力となる。

[数8]

$$I_{dref} = - |I_{qb}| \times \sin(\cos(\omega_b / \omega_m))$$

上記数8に従って算出された電流指令値 I_{dref} は、q 軸指令電流算出部 103 及び 2 相／3 相変換部 104 に入力される。

【0056】

一方、q 軸の電流指令値 I_{qref} は q 軸指令電流算出部 103 において、2 相電圧 e_d 及び e_q 、電気角速度 ω_e ($= \omega_m \times P$)、d 軸の電流指令値 I_{dref} を基に下記数 9 及び数 10 で示すモータ出力方程式に基づいて算出される。即ち、モータ出力方程式は

[数9]

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

である。従って、この数9に $I_d = I_{dref}$, $I_q = I_{qref}$ を代入すると

[数10]

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q$$

となる。また、電流指令値 I_{dref} には数8で算出した値を代入すれば良い。

【0057】

数10で示されるように、電流指令値 I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、電流指令値 I_{qref} を容易に演算することができる。また、必要な指令トルク T_{ref} を得るための電流指令値 I_{dref} とバランスのとれた最適な電流指令値 I_{qref} を演算することができる。従って、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

【0058】

以上説明したような本発明の電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} の関係を図示すると、図10(A) のようになる。図10(B) は従来の進角制御方式の場合の関係を示している。

【0059】

電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} は各相電流指令値算出部としての 2 相／3 相変換部 104 に入力され、各相の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に変換される。即ち、数12及び数13のように表わされる。ここで、添え字は、例えば電流指令値 I_{avref} の “avref” は、ベクトル制御によって決定された a 相の電流指令値を表わしている。なお、行列式 C2 は数13に示すように、モータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

【0060】

【数12】

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

【0061】

【数13】

 $C_2 =$

$$\begin{bmatrix} -\cos(\theta e) & \sin(\theta e) \\ -\cos(\theta e - 2\pi/3) & \sin(\theta e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta e + 2\pi/3) & \sin(\theta e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

従来は電流指令値 I_{qref} と進角 Φ を用いて、図1の2相/3相変換部109で電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出していたが、本発明では上述したように電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} を入力として2相/3相変換部104で電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出している。そして、電流検出回路32-1, 32-2, 32-3で検出されたモータの各相電流 I_a , I_b , I_c と、電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とを減算回路20-1, 20-2, 20-3で減算して各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差をPI制御部21で制御してインバータ31の指令値、即ちPWM制御部30のデューティを表わす電圧値 v_a , v_b , v_c を算出し、その電圧値 v_a , v_b , v_c に基づいてPWM制御部30がインバータ31をPWM制御することによりモータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。

【0062】

以上説明したように、本発明のモータ及びその駆動制御装置は、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。このため、本発明を電動パワーステアリング装置に適用した場合、急速ハンドル操舵が滑らかに実行可能となり、運転手にハンドルの振動などの違和感を与えないという優れた効果がある。

【0063】

本発明は、従来技術の d 、 q 制御によるフィードバック制御と異なり、フィードバック制御が各相制御のみで実行されている点で全く異なる。この結果、従来技術では、 a 相で発生した非線形要素が、従来の d 、 q 制御によるフィードバック制御を実行する過程で、 b 、 c 各相まで分散して正しく補正制御できなくなる問題があったが、本発明では a 相の非線形要素は a 相のみでフィードバック制御され、 b 相、 c 相には分散されないので、正しく補正制御できる。

【0064】

このようなPVC制御を使用することにより、制御に含まれる非線形要素を各相に分離した状態でモータを制御でき、その結果トルクリップルの少ない、騒音が小さいモータ制御が可能になる。このため、電動パワーステアリング装置に適用した場合には、駐車時や緊急操舵においても騒音が小さく、スムーズで振動の少ないハンドル操作が可能になる。

【0065】

なお、上記実施例では相電圧 e_a , e_b , e_c を用いたが、線間電圧 e_{ab} , e_{bc} , e_{ca} などに換算して制御しても同じ効果が得られる。

【産業上の利用可能性】

【0066】

本発明によれば、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルが少なく、モータ騒音が小さいので、電動パワーステアリング装置に適用すれば、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追随してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる。

【0067】

また、本発明に係る電動パワーステアリング装置によると、ベクトル制御を基に各相電

流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御するPVC制御を用いることにより、ブラシレスDCモータを小型で、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さくなるように制御できるモータ駆動制御装置を提供でき、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【0068】

【図1】従来の進角制御を基にした制御ブロック図である。

【図2】弱め界磁制御を用いない場合の限界角速度であるベース角速度を示す図である。

【図3】従来のベクトル制御の制御方式を示す制御ブロック図である。

【図4】本発明の制御対象であるブラシレスDCモータの一例を示す断面構造図である。

【図5】ロータ位置検出の原理を示す図である。

【図6】台形波電流（電圧）の定義の説明に関する図である。

【図7】誘起電圧波形（矩形波）の一例を示す図である。

【図8】本発明に係るブラシレスDCモータの制御系の一例を示すブロック図である。

【図9】本発明の弱め界磁制御に係る電流指令値 $I_{d\ ref}$ 算出の構成例を示すブロック図である。

【図10】本発明の制御方式と従来の進角制御方式による電流指令値 $I_{d\ ref}$ 及び $I_{q\ ref}$ のベクトル関係を示す図である。

【符号の説明】

【0069】

1	モータ
2	ハウジング
3	軸受
4	回転軸
5	永久磁石
6	ステータ
7	ロータ
8	リング状永久磁石
9	ステー
10	支持基板
11	ロータ位置検出器
20	ベクトル相指令値算出部
20-1, 20-2, 20-3	減算回路
21	P I 制御部
24	微分回路
30	PWM制御部
31	インバータ
32-1, 32-2, 32-3	電流検出器
100	電流指令値算出部
101, 106	換算部
102	3相／2相変換部
103	q軸指令電流算出部
104	2相／3相変換部
105	d軸指令電流算出部
105a	機械角算出部
105b	a cos 算出部
105c	s in 算出部

105d

トルク係数部

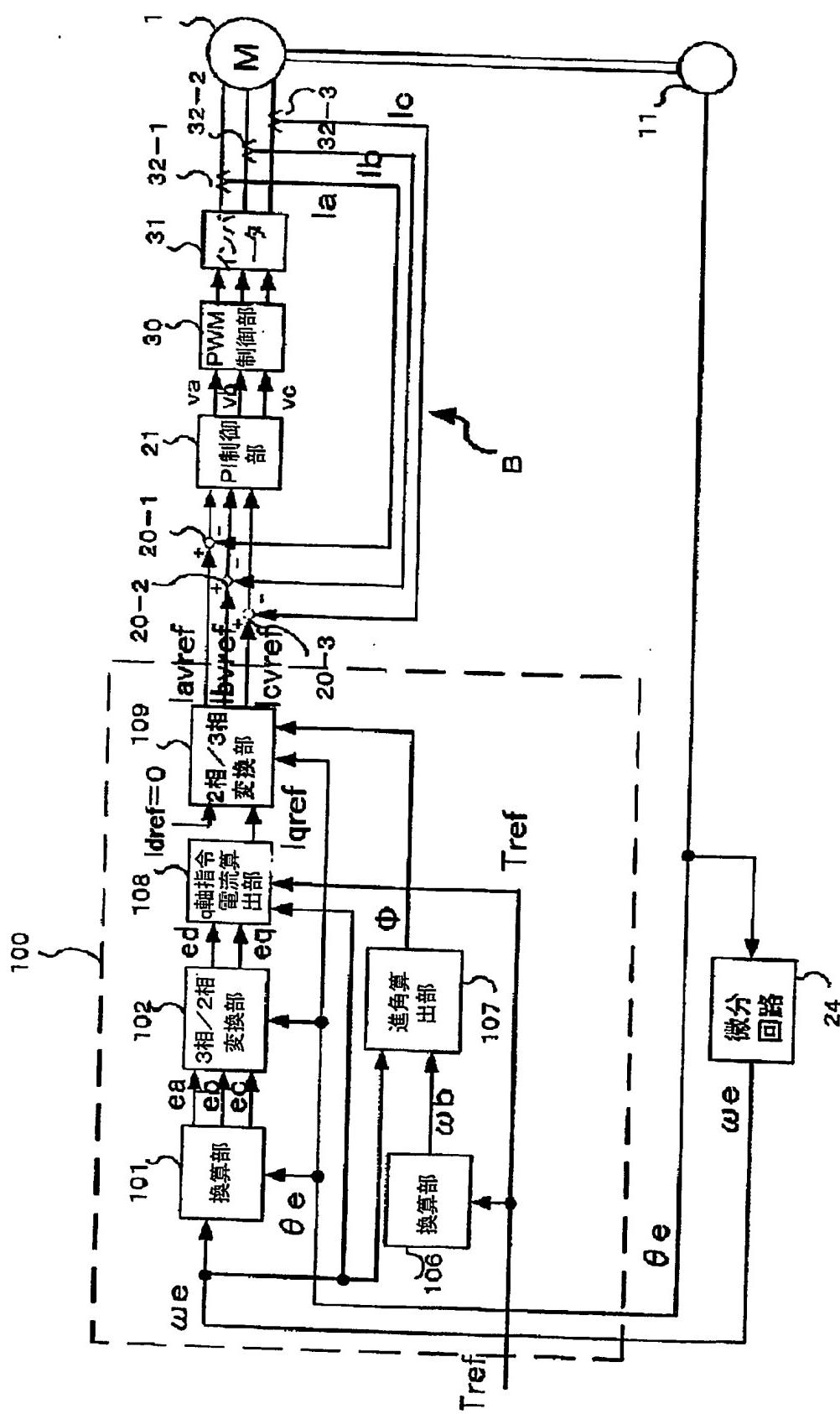
105e

絶対値部

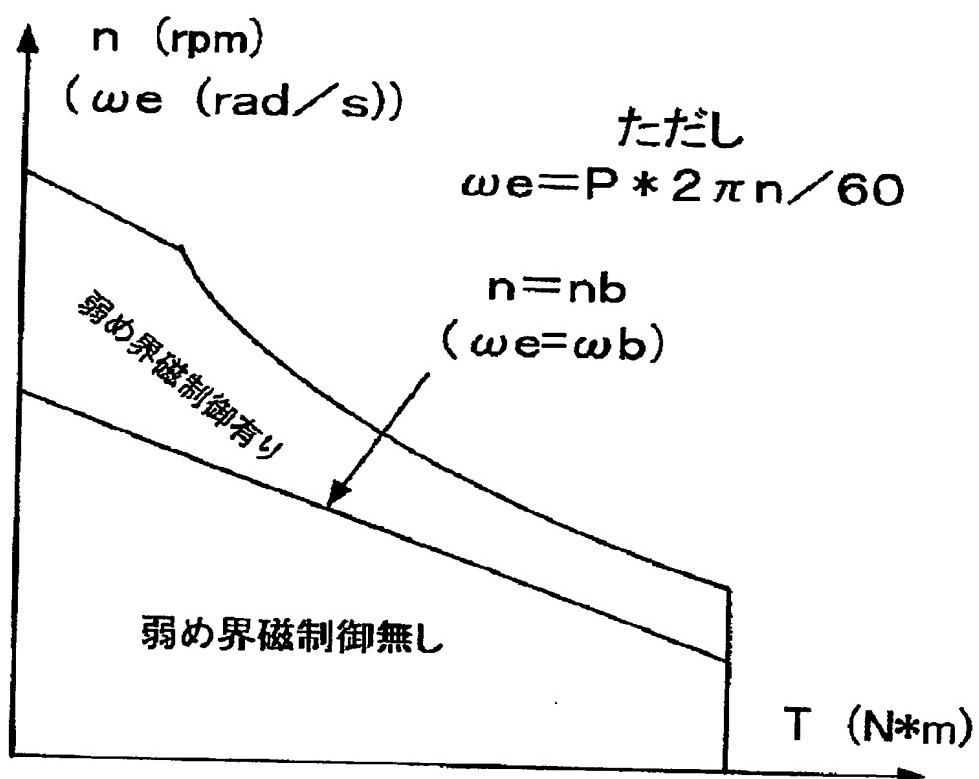
105f

乗算器

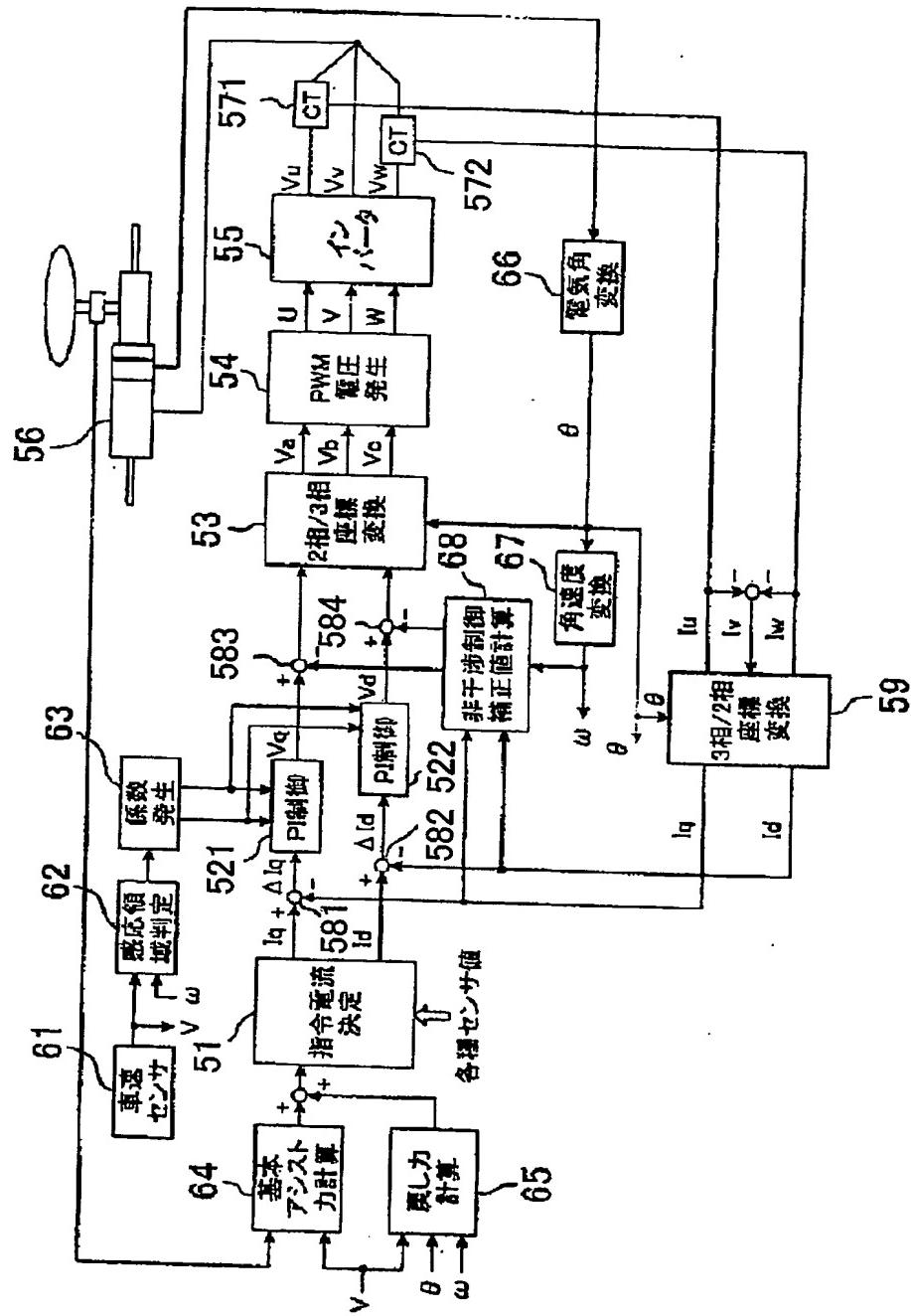
【書類名】 図面
【図1】



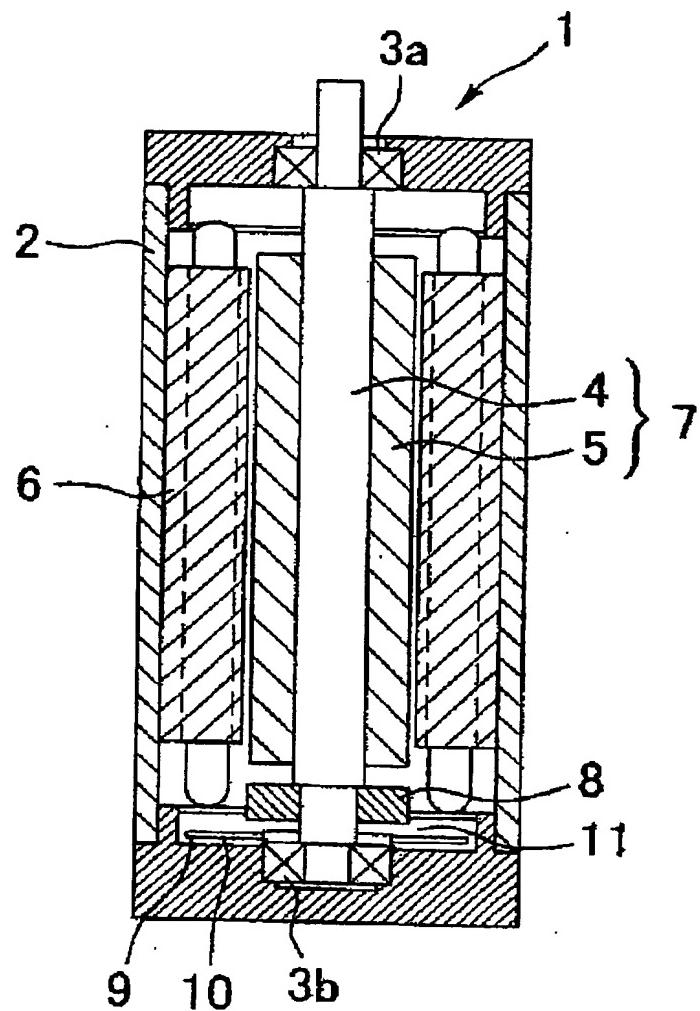
【図2】



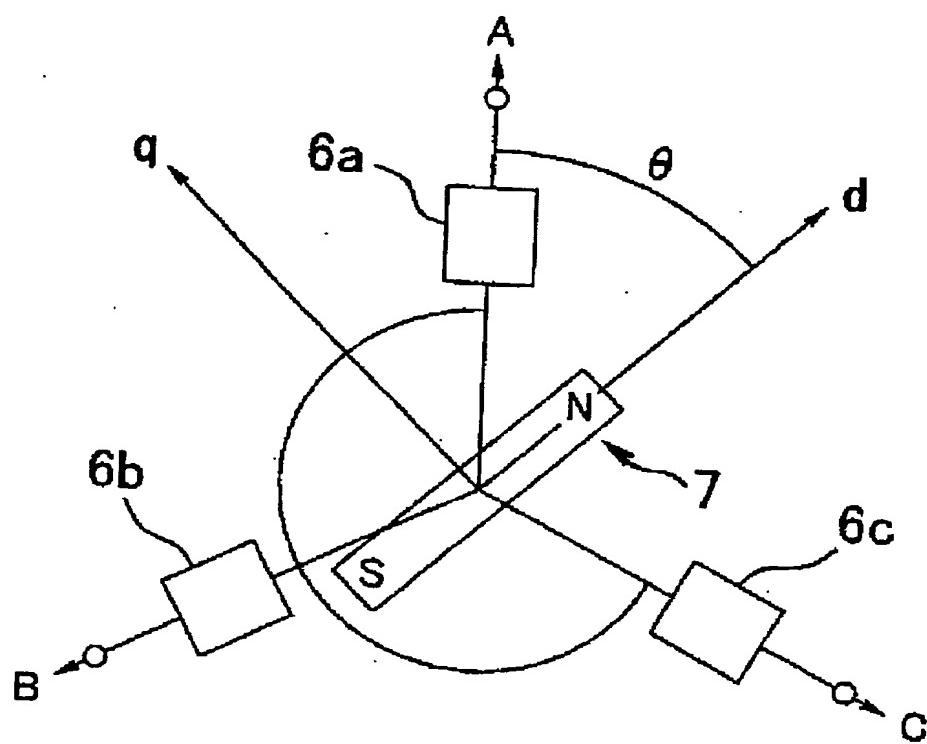
【図3】



【図4】

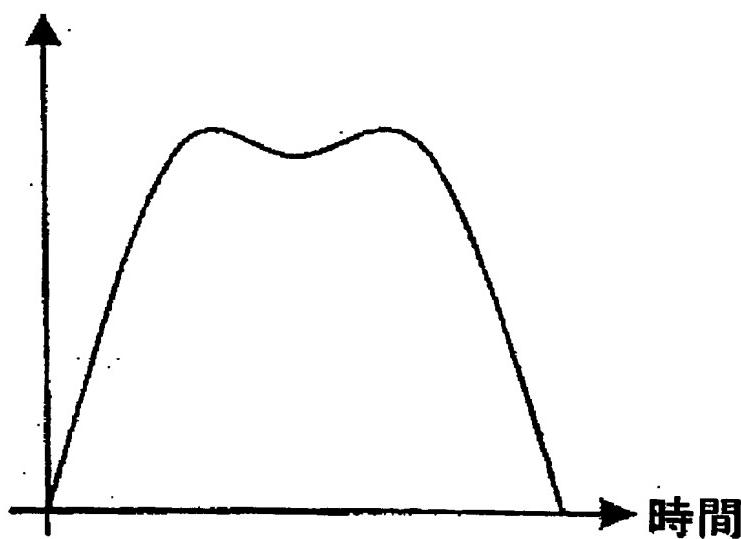


【図5】



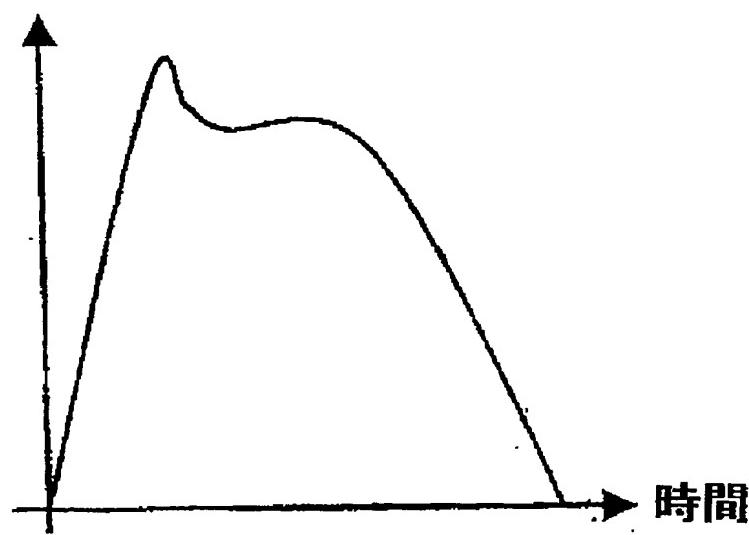
【図6】

電流



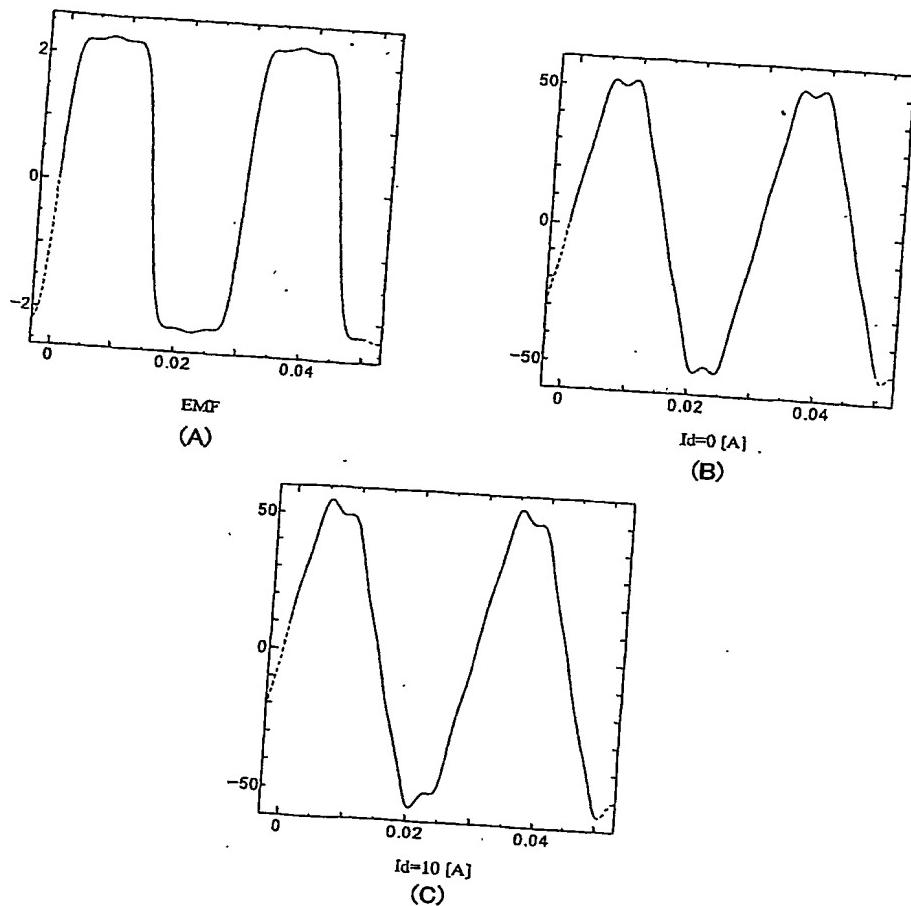
(A)

電流

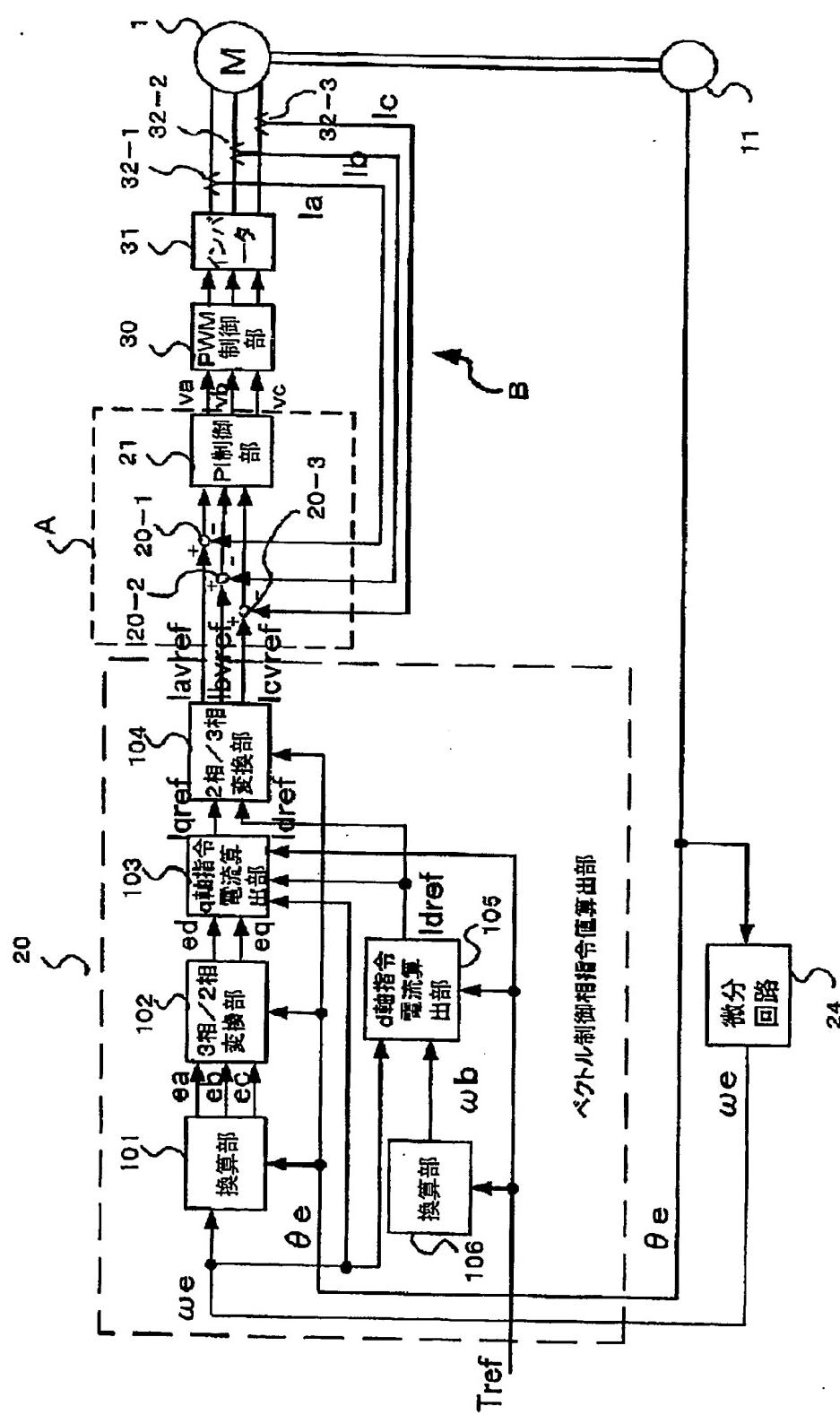


(B)

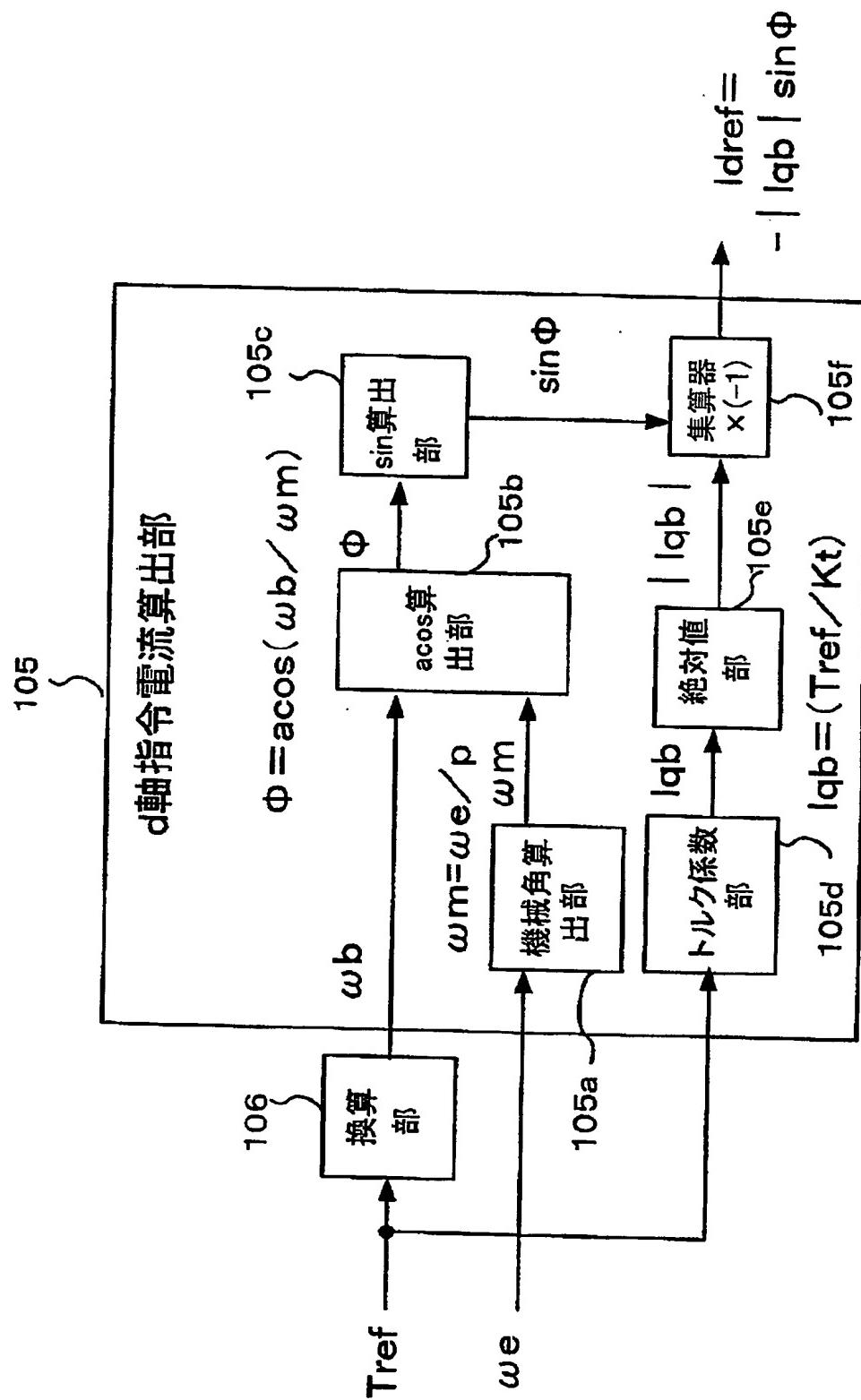
【図7】



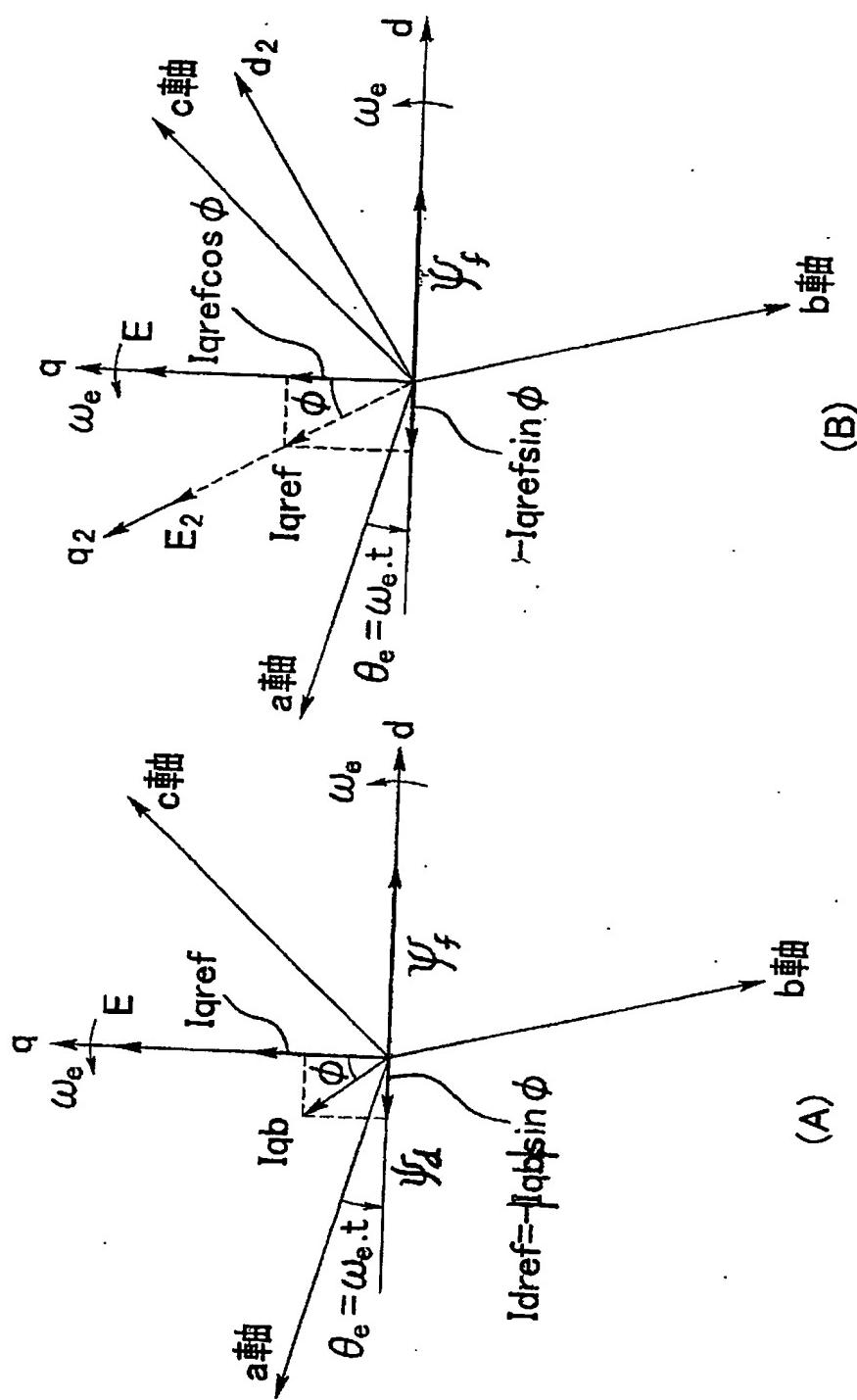
【図8】



【図9】



【図10】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】台形波電流を通電させてもトルクリップルが小さく、小型で、モータ騒音の少ないブラシレスDCモータのためのモータ及びその駆動制御装置並びにそれを用いた電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御する疑似ベクトル制御を用いて達成する。

【選択図】 図8

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2003-376428
受付番号	50301833393
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年11月11日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成15年11月 6日
-------	-------------

特願2003-376428

出願人履歴情報

識別番号 [000004204]

1. 変更年月日 1990年 8月29日

[変更理由] 新規登録

住所 東京都品川区大崎1丁目6番3号
氏名 日本精工株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

BLACK BORDERS

IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

FADED TEXT OR DRAWING

BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

SKEWED/SLANTED IMAGES

COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

GRAY SCALE DOCUMENTS

LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.